



①⑨ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Patentschrift  
⑩ DE 42 11 946 C 1

⑤① Int. Cl.<sup>5</sup>:  
**G 01 R 23/02**  
H 03 H 17/00

②① Aktenzeichen: P 42 11 946.4-35  
②② Anmeldetag: 6. 4. 92  
④③ Offenlegungstag: —  
④⑤ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 23. 9. 93

DE 42 11 946 C 1

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑦③ Patentinhaber:  
Si mens-AG, 80333-München, DE

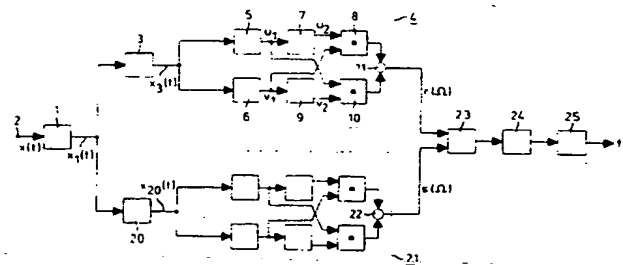
⑦② Erfinder:  
Sezi, Tefvik, Dr.-Ing., 1000-Berlin, DE

⑤⑥ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 31 49 165 A1  
US 47 91 360  
US 43 63 099

⑤④ Digitale Anordnung zum Messen der Frequenz eines elektrischen Signals

⑤⑦ Um mit einer digitalen Anordnung zum Messen der Frequenz eines elektrischen Signals eine Frequenzmessung schnell und hochauflösend durchführen zu können, wird das elektrische Signal zwei linearphasigen, nichtkursiven Digitalfiltern (3, 20) mit symmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten ( $a(n)$ ,  $t(n)$ ) zugeführt, von dem eines als Allpaßfilter (3) und das andere als Tiefpaßfilter (20) ausgebildet ist. Dem Allpaßfilter (3) ist eine Schaltungseinheit (4) nachgeordnet, in der mittels zweier Transversalfilter (5, 6), Verzögerungsgliedern (7, 9), Multiplizierern (8, 10) und einem Differenzbildner (11) ein Verknüpfungssignal ( $r(\Omega)$ ) gebildet wird, das von den Betragsfrequenzgängen der Transversalfilter (5, 6) und dem Quadrat der Abtastwerte des Allpaßfilters (3) abhängig ist. Ein weiteres Verknüpfungssignal ( $s(\Omega)$ ) wird mittels einer der Schaltungseinheit (4) entsprechend aufgebauten Schaltungseinrichtung (21) erzeugt, die dem Tiefpaßfilter nachgeordnet ist. Durch Quotientenbildung der Verknüpfungssignale ( $r(\Omega)$ ), ( $s(\Omega)$ ) mit nachfolgender Radizierung (24) und Umkehrfunktionsbildung (25) wird die zu messende Frequenz ( $f$ ) ermittelt.



DE 42 11 946 C 1

## Beschreibung

Es sind digitale Anordnungen zum Messen der Frequenz eines elektrischen Signals bekannt, die prinzipiell übereinstimmend in der Weise arbeiten, daß durch aufeinanderfolgende Nulldurchgänge eines elektrischen Signals, dessen Frequenz gemessen werden soll, ein Zeitintervall bestimmt wird, während dessen Impulse eines Oszillators in einen Zähler eingezählt werden. Der Zählerstand nach Ablauf des Zeitintervalls stellt dann ein Maß für die zu messende Frequenz dar. Nur beispielhaft sei dazu auf die DE 31 49 165 A1 hingewiesen, in der eine Schaltungsanordnung zur Messung der Frequenz einer Wechselspannung beschrieben ist, bei der mit dem Beginn jeder Periode der Wechselspannung eine Zeitstufe mit einer Zeitablaufdauer angestoßen wird, die der kürzesten erwarteten Periode der Wechselspannung entspricht. Nach Ablauf dieser Zeitstufe wird ein nachgeordneter Zähler angelassen, in den Impulse eines Oszillators solange eingezählt werden, bis durch den Steuerimpuls das Ende der jeweils überwachten Periode angezeigt wird. Aus dem Zählerstand wird die Frequenz errechnet.

Ferner ist eine digitale Anordnung zur Ermittlung der Frequenz eines elektrischen Signals bekannt (US 43 63 099), bei der das elektrische Signal nach Analog-Digital-Wandlung in einem Speicher in einem Umfange abgespeichert wird, daß alle einer Periode des elektrischen Signals zugeordneten, digitalisierten Abtastwerte jeweils gleichzeitig im Speicher vorhanden sind. Aus jeweils zwei gespeicherten Anfangs- und Endwerten wird mittels zweier Differentialoperatoren, zweier Absolutwertoperatoren und eines ersten Akkumulators ein erster Rechenwert gebildet. Ein weiterer Rechenwert wird aus dem jeweiligen Anfangs- und Endwert der gespeicherten Abtastwerte und einem Ausgangswert des einen Absolutwertoperators mittels eines weiteren Differentialoperators und eines zweiten Akkumulators erzeugt. Durch Quotientenbildung des ersten und zweiten Rechenwertes wird die Frequenz des elektrischen Signals bestimmt.

Es ist auch eine Schaltungsanordnung zum Messen der Momentanfrequenz eines Eingangssignals bekannt (US 47 91 360), bei der das Eingangssignal einerseits direkt und andererseits über eine Verzögerungsschaltung einer Phasendiskriminator-Anordnung zugeführt wird. Dieser ist über Differenzverstärker ein Quantisierer nachgeordnet, der ein der Frequenz des Eingangssignals entsprechendes Ausgangssignal abgibt. Ferner ist in der genannten Druckschrift eine Frequenzmeßeinrichtung beschrieben, die eingangsseitig mit einer Schalteinrichtung versehen ist, der zwei Signalmodifizier-Schaltungen, z. B. ein Hoch- und ein Tiefpaßfilter, nachgeordnet sind. Diese beiden Schaltungen sind ausgangsseitig mit einem Summierer verbunden, der mit einem Eingang auch direkt an die Schalteinrichtung angeschlossen ist. Mit dem Ausgang des Summierers ist eine digitale Momentanfrequenz-Meßeinrichtung verbunden.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine digitale Anordnung zum Messen der Frequenz eines elektrischen Signals anzugeben, mit der sich eine schnelle, störungsfreie und hochgenaue Frequenzbestimmung ermöglichen läßt.

Diese Aufgabe wird bei einer digitalen Anordnung zum Messen der Frequenz eines elektrischen Signals durch die Merkmale im Kennzeichen des Anspruchs 1 gelöst.

Ein wesentlicher Vorteil der erfindungsgemäßen digitalen Anordnung zum Messen der Frequenz eines elektrischen Signals besteht darin, daß mit ihr die Frequenz sehr genau bestimmt werden kann, weil die Genauigkeit nur noch von der Güte des Quarzes des verwendeten Oszillators und von der Auflösung der benötigten Analog/Digital-Umsetzer abhängig ist. Zur hohen Genauigkeit trägt ferner bei, daß eine Verfälschung der Meßergebnisse durch Bauteiltoleranzen, Alterungserscheinungen und Temperaturschwankungen vermieden ist. Die Verwendung nichtrekursiver Filter vermeidet außerdem Stabilitätsprobleme.

Bei der erfindungsgemäßen digitalen Anordnung können Filter unterschiedlicher Ordnung verwendet werden. Als vorteilhaft wird es jedoch im Hinblick auf eine schnelle Durchführbarkeit der Messung und im Hinblick auf den erforderlichen Aufwand angesehen, wenn alle Filter Filter zweiter Ordnung sind und das Allpaßfilter die Filterkoeffizienten

$$a(0) = 0$$

$$a(1) = 1$$

$$a(2) = 0,$$

das Tiefpaßfilter die Filterkoeffizienten

$$t(0) = 0,5$$

$$t(1) = 1$$

$$t(2) = 0,5,$$

das linearphasige Transversalfilter mit symmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten die Filterkoeffizienten

$$h(0) = 0$$

$$h(1) = 1$$

$$h(2) = 0$$

und das linearphasige Transversalfilter mit antisymmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten die Filterkoeffizienten

$$g(0) = -0,5$$

$$\begin{aligned} g(1) &= 0 \\ g(2) &= +0,5 \end{aligned}$$

aufweist und die Abtastfrequenz das Vierfache der vorgegebenen Frequenz beträgt.

Die zuverlässige Funktionsweise der erfindungsgemäßen digitalen Anordnung ist daran gebunden, daß ihr eingangsseitig als elektrisches Signal ein nahezu reines Sinussignal zugeführt wird. Da dies in der Praxis, insbesondere bei dem bevorzugten Anwendungsfall der digitalen Anordnung zum Messen der Frequenz in einem elektrischen Energieversorgungsnetz, in der Regel nicht der Fall ist, ist bei einer bevorzugten Ausführungsform der digitalen Anordnung dem Allpaßfilter und dem Tiefpaßfilter gemeinsam ein Bandpaßfilter vorgeordnet, das ein Digitalfilter ist; die Abtastfrequenz des Bandpaßfilters ist ein Vierfaches der Abtastfrequenz der übrigen Filter. Auf diese Weise läßt sich sicherstellen, daß sowohl das Allpaßfilter als auch das Tiefpaßfilter mit einer nahezu reinen Sinusgröße beaufschlagt sind; andererseits läßt sich in einfacher Weise jeweils das Ausgangssignal des Bandpaßfilters unterdrücken, das im Hinblick auf die niedrige Abtastfrequenz der nachgeordneten Filter zur Auswertung nicht benötigt wird.

Zur Erläuterung der Erfindung ist in

Fig. 1 in Form eines Blockschaltbildes ein Ausführungsbeispiel einer digitalen Anordnung gemäß der Erfindung, in

Fig. 2 die Verteilung der Filterkoeffizienten und der Verlauf des komplexen Frequenzganges eines Allpaßfilters in dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 1, in

Fig. 3 die Verteilung der Filterkoeffizienten und der Verlauf des komplexen Frequenzganges eines in der Anordnung nach Fig. 1 verwendeten Tiefpaßfilters, in

Fig. 4 die Verteilung der Filterkoeffizienten und der Verlauf des komplexen Frequenzganges eines ersten linearphasigen Transversalfilters in der Schaltungseinheit bzw. in der Schaltungseinrichtung der Anordnung nach Fig. 1 und in

Fig. 5 die Verteilung der Filterkoeffizienten und der Verlauf des komplexen Frequenzganges eines zweiten linearphasigen Transversalfilters in der Schaltungseinheit bzw. der Schaltungseinrichtung der Anordnung nach Fig. 1 wiedergegeben.

Die in Fig. 1 dargestellte digitale Anordnung weist eingangsseitig ein Bandpaßfilter 1 auf, das an seinem Eingang 2 mit einem elektrischen Signal  $x(t)$  beaufschlagt ist, dessen Frequenz  $f$  gemessen werden soll. Das Bandpaßfilter 1 ist beispielsweise als linearphasiges, nichtrekursives Digitalfilter ausgebildet. Ein derartiges Digitalfilter läßt sich durch seine Übertragungsfunktion  $K(j\Omega)$  gemäß folgender Gleichung (1) beschreiben:

$$K(j) = e^{-j\Omega N/2} \left[ \sum_{n=0}^{N/2-1} 2 \cdot k(n) \cos \left[ \Omega \cdot \left( \frac{N}{2} - n \right) \right] + k\left(\frac{N}{2}\right) \right] \quad (1),$$

In dieser Gleichung (1) beschreibt  $\Omega$  die normierte Kreisfrequenz, die durch folgende Gleichung (2) definiert ist:

$$\Omega = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \text{Tab} \quad (2)$$

In dieser Gleichung bedeutet Tab die Abtastperiodendauer.

Die Größe  $N$  in Gleichung (1) bezeichnet die Filterordnung, während die Größe  $k(n)$  die Filterkoeffizienten des Digitalfilters angibt. Das Bandpaßfilter 1 ist mit seiner Mittenfrequenz  $\Omega_0$  auf eine vorgegebene Frequenz abgestimmt, bei der es sich bei einem Einsatz der digitalen Anordnung zum Messen der Frequenz in einem elektrischen Energieversorgungsnetz um die Nenn-Netzfrequenz  $f_n$  handelt. Bei einer vorteilhaften praktischen Verwirklichung der Erfindung ist ein Bandpaßfilter 1 der Filterordnung  $N=20$  verwendet. Am Ausgang des Bandpaßfilters 1 entsteht dann ein elektrisches Signal  $x_1(t)$ , das auch bei Oberschwingungen ein nahezu reines Sinussignal darstellt.

Das Signal  $x_1(t)$  wird unter anderem einem Allpaßfilter 3 zugeführt, das im dargestellten Ausführungsbeispiel von einem linearphasigen, nichtrekursiven Digitalfilter mit symmetrischem Verlauf seiner Filterkoeffizienten und mit der Ordnung  $N=2$  gebildet ist. Die Filterkoeffizienten des Allpaßfilters 3 sind gewählt zu:

$$\begin{aligned} a(0) &= 0 \\ a(1) &= 1 \text{ und} \\ a(2) &= 0 \end{aligned}$$

Geht man mit diesen Filterkoeffizienten unter Berücksichtigung von  $N=2$  in die Gleichung (1), dann errechnet sich der komplexe Frequenzgang  $A(j\Omega)$  dieses Filters gemäß der nachstehenden Gleichung (3) zu

$$A(j\Omega) = e^{-j\Omega} \quad (3)$$

Die rechte Darstellung der Fig. 2 gibt den komplexen Frequenzgang des Allpaßfilters 3 über der normierten Kreisfrequenz  $\Omega$  wieder. Die linke Darstellung der Fig. 2 zeigt die Verteilung der Filterkoeffizienten  $a(n)$  in Abhängigkeit von  $n$ .

Dem Allpaßfilter 3 ist ausgangsseitig eine Schaltungseinheit 4 nachgeordnet, die eingangsseitig ein erstes linearphasiges Transversalfilter 5 mit symmetrischer Verteilung der Filterkoeffizienten und ein zweites linearphasiges Transversalfilter 6 mit antisymmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten enthält. Das zweite

Transversalfilter 6 weist demzufolge ein im Vergleich zu dem ersten Transversalfilter 5 differenzierendes Verhalten auf. Das erste Transversalfilter 5 ist Bestandteil eines ersten Zweiges der Schaltungseinheit 4, der außerdem ein erstes nachgeschaltetes Verzögerungsglied 7 und ein diesem nachgeordneten ersten Multiplizierer 8 enthält. Das zweite Transversalfilter 6 ist Bestandteil eines dazu parallelen zweiten Zweiges, der dem zweiten Transversalfilter 6 nachgeordnet ein zweites Verzögerungsglied 9 und einen diesem nachgeordneten zweiten Multiplizierer 10 enthält. Den beiden Multiplizierern 8 und 10 ist ein Differenzbildner 11 nachgeschaltet.

Das erste linearphasige Transversalfilter 5 weist eine komplexe Übertragungsfunktion gemäß der nachfolgenden Gleichung (4) auf:

$$H(j\Omega) = \sum_{n=0}^N h(n) e^{-j\Omega n}, \quad (4)$$

in der  $\Omega$  wiederum die normierte Kreisfrequenz,  $N$  die Filterordnung und  $h(n)$  die Filterkoeffizienten bezeichnen. Die normierte Kreisfrequenz  $\Omega$  ist durch die Gleichung (5) definiert

$$\Omega = 2 \pi f \text{Tab}' \quad (5)$$

in der die Größe  $\text{Tab}'$  die Abtastfrequenz dieses Filters angibt. Das linearphasige Transversalfilter 5 ist als Allpaßfilter mit dem komplexen Frequenzgang gemäß der nachfolgenden Gleichung (6) ausgebildet:

$$H(j\Omega) = e^{-j\Omega} \quad (6)$$

Es ist ebenfalls von zweiter Ordnung ( $N=2$ ) und weist folgende Filterkoeffizienten auf

$$\begin{aligned} h(0) &= 0 \\ h(1) &= 1 \text{ und} \\ h(2) &= 0 \end{aligned}$$

In der rechten Darstellung der Fig. 4 ist der komplexe Frequenzgang des ersten linearphasigen Transversalfilters 5 über der normierten Kreisfrequenz aufgetragen, während die linke Darstellung der Fig. 4 die Verteilung der Filterkoeffizienten  $h(n)$  dieses Transversalfilters zeigt.

Das zweite linearphasige Transversalfilter 6 ist ein differenzierendes Filter, das ebenfalls von zweiter Ordnung ist und eine antisymmetrische Verteilung seiner Filterkoeffizienten  $g(n)$  aufweist, wie sie in der linken Darstellung der Fig. 5 aufgeführt sind. Demzufolge ist

$$\begin{aligned} g(0) &= -0,5 \\ g(1) &= 0 \\ g(2) &= 0,5. \end{aligned}$$

Der komplexe Frequenzgang  $G(j\Omega)$  läßt sich durch die nachstehende Gleichung (7) beschreiben:

$$G(j\Omega) = j \sin \Omega e^{-j\Omega} \quad (7)$$

Der Verlauf des komplexen Frequenzganges ist in der rechten Darstellung der Fig. 5 gezeigt. Bei  $\Omega = \pi/2$  ist der Wert der Übertragungsfunktion Eins.

Wie Fig. 1 im einzelnen zu entnehmen ist, sind die am Ausgang des ersten Transversalfilters 5 sich ergebenden digitalen Werte  $u_1$  einerseits über das erste Verzögerungsglied 7 als Werte  $u_2$  dem ersten Multiplizierer 8 zugeführt als auch direkt dem zweiten Multiplizierer 10. Entsprechend sind die digitalen Werte  $v_1$  am Ausgang des zweiten linearphasigen Transversalfilters 6 über ein zweites Verzögerungsglied 9 als Digitalwerte  $v_2$  dem zweiten Multiplizierer und direkt dem ersten Multiplizierer 8 zugeführt.

Bezeichnet man das abgetastete Signal am Ausgang des Allpaßfilters 3 mit  $x_3(t)$ , dann läßt sich dies durch die Gleichung (8) beschreiben:

$$x_3(t) = X_3 \sin(\omega t - \varphi_0) \quad (8)$$

in der  $\omega$  die Kreisfrequenz des elektrischen Signals  $x(t)$  und  $\varphi_0$  eine im Bandpaß- und Allpaßfilter aufgetretene Phasenverschiebung angibt. Die Digitalwerte  $u_1$  am Ausgang des ersten Transversalfilters 5 lassen sich dann durch die folgende Gleichung (9) mit  $\varphi_H$  als Phasenverschiebung im Transversalfilter 5 beschreiben:

$$u_1(t) = H(\Omega) X_3 \sin(\omega t - \varphi_0 - \varphi_H). \quad (9)$$

Entsprechend sind die Digitalwerte  $v_1$  am Ausgang des zweiten Transversalfilters 6 durch die folgende Gleichung (10) mit  $\varphi_G$  als Phasenverschiebung im zweiten Transversalfilter 6 definiert:

$$v_1(t) = G(\Omega) X_3 \sin(\omega t - \varphi_0 - \varphi_G) \quad (10)$$

Die Signale  $u_2(t)$  und  $v_2(t)$  lassen sich durch die Gleichungen (11) und (12) beschreiben:

$$u_2(t) = H(\Omega) X_3 \sin(\omega t_k - \varphi_0 - \varphi_H - \varphi_{vz}) \quad (11)$$

$$v_2(t) = G(\Omega) X_3 \sin(\omega t_k - \varphi_0 - \varphi_G - \varphi_{vz}), \quad (12)$$

in der  $\varphi_{vz}$  die Phasenverschiebung durch die Verzögerungsschaltungen 7 und 9 bezeichnet.

Das am Ausgang des Differenzbildners 11 sich ergebende Verknüpfungssignal  $r(\Omega)$  ist — wie eine mathematische Betrachtung anhand der oben aufgeführten Gleichungen ergibt — von den Betragsfrequenzgängen  $H(\Omega)$  und  $G(\Omega)$ , der Verzögerung  $\varphi_{vz}$  der Verzögerungsglieder 7 und 9 und von dem Amplitudenquadrat  $X_3^2$  des elektrischen Signals  $x_3(t)$  am Ausgang des Allpaßfilters abhängig und durch folgende Gleichung (13) beschreibbar:

$$r(\Omega) = H(\Omega) \cdot G(\Omega) X_3^2 \cdot \sin \varphi_{vz} \quad (13)$$

Wie der Fig. 1 ferner entnehmbar ist, ist dem Bandpaßfilter 1 ein Tiefpaßfilter 20 nachgeordnet, das ebenfalls als linearphasiges, nichtrekursives Digitalfilter zweiter Ordnung ausgebildet ist. Die Filterkoeffizienten dieses Tiefpaßfilters 20 sind folgendermaßen gewählt:

$$\begin{aligned} t(0) &= 0,5 \\ t(1) &= 1 \\ t(2) &= 0,5. \end{aligned}$$

Es ergibt sich somit ein komplexer Frequenzgang  $t(j\Omega)$  nach folgender Beziehung (14)

$$T(j\Omega) = [1 + \cos \Omega] e^{-j\Omega} \quad (14)$$

Der komplexe Frequenzgang des Tiefpaßfilters 20 ist in der rechten Darstellung der Fig. 3 wiedergegeben und zeigt, daß bei  $\Omega = \frac{\pi}{2}$  der Wert der Übertragungsfunktion Eins ist. Die Phasenverschiebung im Tiefpaßfilter 20 entspricht dabei der Phasenverschiebung im Allpaßfilter 3.

Das Ausgangssignal  $x_{20}(t)$  des Tiefpaßfilters 20 wird einer Schaltungseinrichtung 21 zugeführt, die genauso aufgebaut ist wie die Schaltungseinheit 4, die oben detailliert beschrieben worden ist. Bei entsprechender Betrachtung ergibt sich am Ausgang eines weiteren Differenzbildners 22 der Schaltungseinrichtung 21 ein Verknüpfungssignal  $s(\Omega)$ , das sich durch folgende Gleichung (15) beschreiben läßt:

$$s(\Omega) = H(\Omega) \cdot G(\Omega) X_{20}^2 \cdot \sin \varphi_{vz} \quad (15)$$

Die Verknüpfungssignale  $r(\Omega)$  und  $s(\Omega)$  werden einem Quotientenbildner 23 zugeführt, der an seinem Ausgang ein Signal  $p(\Omega)$  gemäß folgender Gleichung (16) liefert

$$p(\Omega) = s(\Omega)/r(\Omega) = X_{20}^2/X_3^2 = [1 + \cos \Omega]^2 \quad (16)$$

Dem Quotientenbildner 23 ist ein Radizierer 24 nachgeordnet, der aus der ihm zugeführten Eingangsgröße  $p(\Omega)$  die Ausgangsgröße  $q(\Omega)$  bildet, so daß sich die Größe  $q(\Omega)$  durch folgende Gleichung (17) beschreiben läßt:

$$q(\Omega) = \sqrt{p(\Omega)} - 1 = \cos \Omega \quad (17)$$

In einem dem Radizierer 24 nachgeordneten Umkehrfunktionsbildner 25 wird dann die zu messende Frequenz  $f$  entsprechend der nachstehenden Gleichung (18) ermittelt:

$$f = \frac{1}{2} \pi \cdot \text{Tab} \cdot \arccos(q(\Omega)) \quad (18)$$

Wesentlich für die Arbeitsweise der beschriebenen Anordnung zum Messen der Frequenz eines elektrischen Signals ist, daß das Tiefpaßfilter 20 und das weitere Transversalfilter 6 der Schaltungseinheit 4 bzw. der Schaltungseinrichtung 21 bei der vorgegebenen Frequenz, beispielsweise bei der Nenn-Frequenz  $f_n$  von 50 Hz in einem Energieversorgungsnetz, die Amplitude des elektrischen Signals nicht verändern. Dies wiederum bedeutet — wie die Fig. 3 und 5 erkennen lassen —, daß dies nur dann gewährleistet ist, wenn gewählt ist:

$$\Omega = \pi/2$$

Daraus wiederum ergibt sich unter Anwendung von Gleichung (2) für  $\text{Tab}'$ :

$$\Omega = \frac{\pi}{2} = 2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot \text{Tab}'$$

$$\text{Tab}' = \frac{1}{4f_n}$$

Da die Abtastfrequenz  $f_{ab'}$  der dem Bandpaßfilter 1 nachgeordneten Filter der Abtastperiodendauer umgekehrt proportional ist, folgt daraus eine dem Vierfachen der vorgegebenen Frequenz  $f_n$  entsprechende Abtastfrequenz  $f_{ab'}$ :

$$f_{ab'} = 4 \cdot f_n$$

Nach den voranstehenden Ausführungen dürfte klar sein, daß die Frequenzänderungsempfindlichkeit der beschriebenen digitalen Anordnung infolge des quadratischen Zusammenhangs (vgl. beispielsweise Gleichung (16)) eine nichtlineare Funktion ist. Für eine Frequenzänderung  $\Delta\Omega/\Omega = 10\%$  ergibt sich:

$$\Delta p(\Omega)/p(\Omega) > 0,288 \quad (19)$$

#### Patentansprüche

1. Digitale Anordnung zum Messen der Frequenz eines elektrischen Signals, **dadurch gekennzeichnet**, daß
  - ein mit dem elektrischen Signal  $x(t)$  beaufschlagtes linearphasiges, nichtrekursives Digitalfilter mit symmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten  $a(n)$  als ein Allpaßfilter (3) ausgebildet ist,
  - ein ebenfalls mit dem elektrischen Signal  $x(t)$  beaufschlagtes weiteres linearphasiges, nichtrekursives Digitalfilter mit symmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten  $t(n)$  als ein Tiefpaßfilter (20) derart ausgestaltet ist, daß seine Übertragungsfunktion  $T(n)$  bei einer vorgegebenen Frequenz ( $f_n$ ) des elektrischen Signals  $x(t)$  den Wert Eins aufweist,
  - dem Allpaßfilter (3) eine Schaltungseinheit (4) nachgeordnet ist, die
    - in einem ersten Zweig eingangsseitig ein erstes linearphasiges Transversalfilter (5) mit symmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten  $h(n)$ , ein diesem nachgeschaltetes erstes Verzögerungsglied (7) und einen nachgeordneten ersten Multiplizierer (8) enthält, dessen erster Eingang mit dem Ausgang des ersten Verzögerungsgliedes (7) verbunden ist, und
    - in einem zu dem ersten Zweig parallelen zweiten Zweig eingangsseitig ein zweites linearphasiges Transversalfilter (6) mit antisymmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten  $g(n)$  und einem Wert Eins seiner Übertragungsfunktion bei der vorgegebenen Frequenz ( $f_n$ ), ein diesem nachgeschaltetes zweites Verzögerungsglied (9) und einen nachgeordneten zweiten Multiplizierer (10) aufweist, dessen erster Eingang mit dem Ausgang des zweiten Verzögerungsgliedes (9) verbunden ist, wobei
      - der zweite Eingang des ersten Multiplizierers (8) eingangsseitig auch mit einem Ausgang des zweiten Transversalfilters (6) und der zweite Eingang des zweiten Multiplizierers (10) auch mit dem Ausgang des ersten Transversalfilters (5) verbunden ist, und
      - einen Differenzbildner (11) enthält, der mit seinen Eingängen mit den Ausgängen der beiden Multiplizierer (8, 10) verbunden ist,
    - dem Tiefpaßfilter (20) eine im Aufbau der Schaltungseinheit (4) identische Schaltungseinrichtung (21) nachgeordnet ist,
    - die Ausgänge der Differenzbildner (11, 22) der Schaltungseinheit (4) und der Schaltungseinrichtung (21) mit einem Quotientenbildner (23) verbunden sind, dem ein Radizierer (24) nachgeordnet ist, und
    - an den Radizierer (24) ein Umkehrfunktionsbildner (25) angeschlossen ist, dessen Ausgangssignal den Meßwert für die gesuchte Frequenz darstellt.
2. Digitale Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß
  - alle Filter (3, 5, 6, 20) Filter zweiter Ordnung sind und
  - das Allpaßfilter (3) die Filterkoeffizienten
 
$$a(0) = 0$$

$$a(1) = 1$$

$$a(2) = 0,$$
  - das Tiefpaßfilter (20) die Filterkoeffizienten
 
$$t(0) = 0,5$$

$$t(1) = 1$$

$$t(2) = 0,5,$$
  - das linearphasige Transversalfilter (5) mit symmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten die
 
$$h(0) = 0$$

$$h(1) = 1$$

$$h(2) = 0$$
 und
  - das linearphasige Transversalfilter (6) mit antisymmetrischer Verteilung seiner Filterkoeffizienten die Filterkoeffizienten
 
$$g(0) = -0,5$$

$$g(1) = 0$$

$$g(2) = +0,5$$
 aufweist und
  - die Abtastfrequenz ( $f_{ab'}$ ) das Vierfache der vorgegebenen Frequenz ( $f_n$ ) beträgt.
3. Digitale Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß
  - dem Allpaßfilter (3) und dem Tiefpaßfilter (20) gemeinsam ein Bandpaßfilter (1) vorgeordnet ist, das ein Digitalfilter ist, und

# E 42 11 946 C1

— die Abtastfrequenz des Bandpaßfilters (1) ein Vierfaches der Abtastfrequenz ( $f_{ab'}$ ) der übrigen Filter (3, 5, 6, 20) ist.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

- Leerseite -



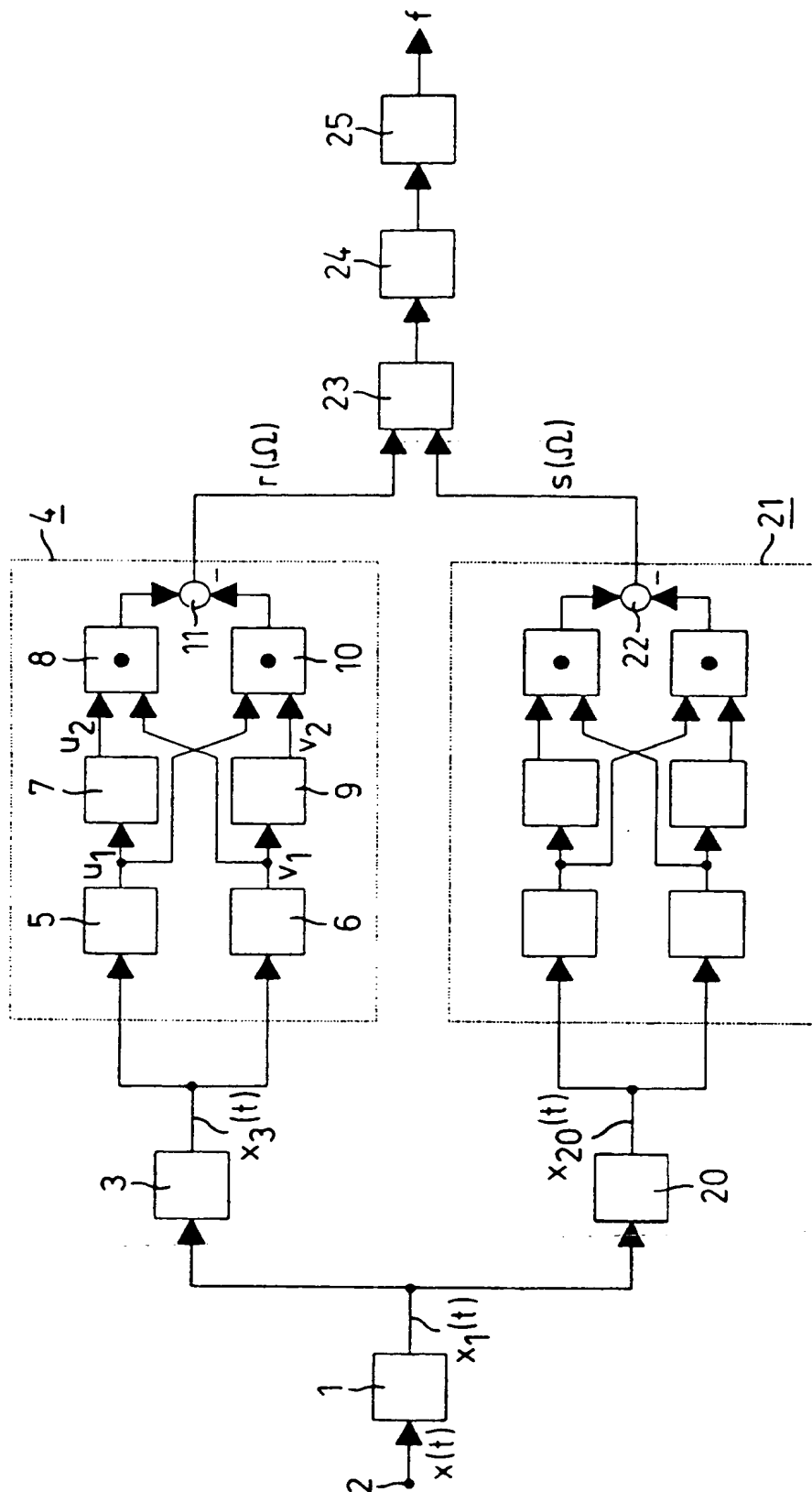


FIG 1

X

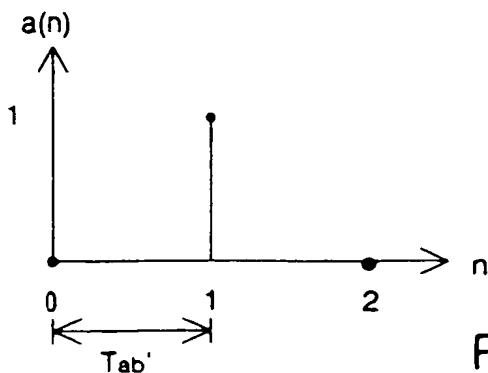


FIG 2

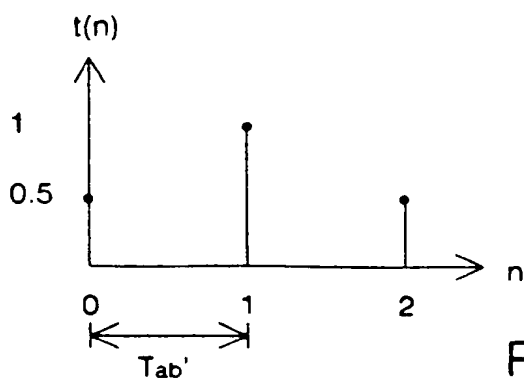
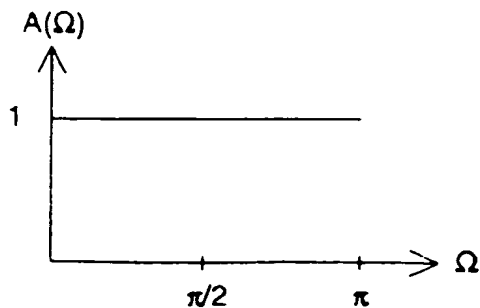


FIG 3

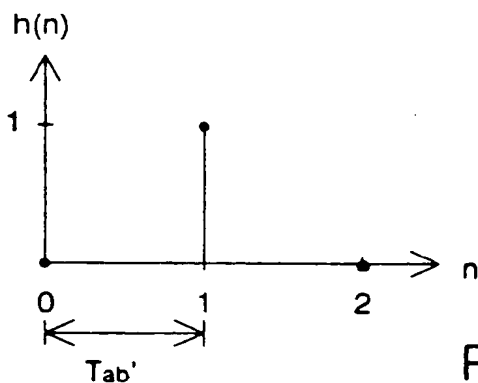
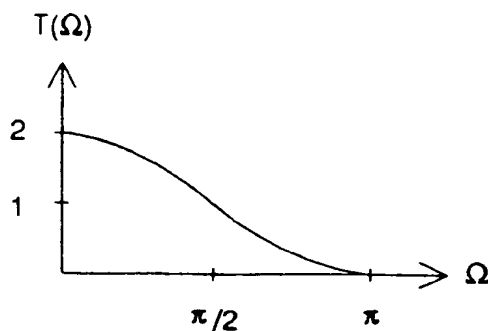


FIG 4

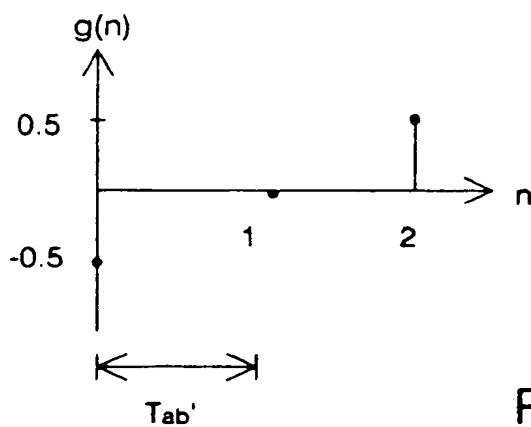
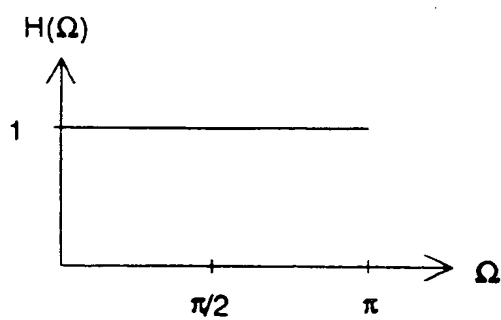


FIG 5

